



## 1

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 マルチサブキャリア直交変調信号のシンボルタイミング再生回路であって、

直交変換された受信信号をサンプリングするA/D変換器(306)と、

A/D変換器(306)でサンプリングされた信号(307)にサブキャリア分離用ローカルを乗じてベースバンドフィルタを通して各サブキャリアに分離したサブキャリア分離信号に、サブキャリア分離用ローカルの複共役ベクトルと既知信号の逆数とを乗じて乗算結果を求める分離・逆変調部(301)と、

前記分離・逆変調部(301)の乗算結果から既知信号のシンボルタイミング付近のサンプルを検出しこれを基準サンプルとする既知信号検出部(302)と、

2波以上のサブキャリアにおいて、前記基準サンプルの前方のサンプルと前記基準サンプルの後方のサンプルとに対応する前記分離・逆変調部(301)の乗算結果を選択するサンプル選択部(311)と、

前記サンプル選択部(311)により選択された各サンプルにおいて、2波以上のサブキャリア間の前記分離・逆変調部(301)の乗算結果のベクトル値の相対距離を評価する相対距離評価部(312)と、

前記相対距離評価部(312)で評価された前方サンプルと後方サンプルとの評価値の大小関係を使って基準サンプルのシンボルタイミング真値に対する位相の極性を検出する位相検出部(305)と、

前記位相検出部(305)の位相検出信号によって位相が制御され、その出力で前記A/D変換器(306)がサンプリング動作するタイミングを規定するタイミングクロック(411)を発生させる位相制御型クロック発生部(310)とを備えることを特徴とするシンボルタイミング再生回路。

【請求項2】 マルチサブキャリア直交変調信号のシンボルタイミング再生回路であって、

直交変換された受信信号をサンプリングするA/D変換器(306)と、

A/D変換器(306)でサンプリングされた信号(307)にサブキャリア分離用ローカルを乗じてベースバンドフィルタを通して各サブキャリアに分離したサブキャリア分離信号に、サブキャリア分離用ローカルの複共役ベクトルと既知信号の逆数とを乗じて乗算結果を求める分離・逆変調部(301)と、

前記分離・逆変調部(301)の乗算結果から既知信号のシンボルタイミング付近のサンプルを検出しこれを基準サンプルとする既知信号検出部(302)と、

2波以上のサブキャリアにおいて、前記基準サンプルの前方のサンプルと前記基準サンプルの後方のサンプルとに対応する前記分離・逆変調部(301)の乗算結果を選択するサンプル選択部(311)と、

前記サンプル選択部(311)により選択された各サン

## 2

プルにおいて、2波以上のサブキャリア間の前記分離・逆変調部(301)の乗算結果のベクトル値の相対距離を評価する相対距離評価部(312)と、

前記相対距離評価部(312)で評価された前方サンプルと後方サンプルとの評価値の大小関係を使って基準サンプルのシンボルタイミング真値に対する位相の極性を検出する位相検出部(305)と、

前記位相検出部(305)の位相検出信号を平滑化するフィルタ部(309)と、

10 前記フィルタ部(309)から出力される位相信号によって位相が制御され、その出力で前記A/D変換器(306)がサンプリング動作するタイミングを規定するタイミングクロック(411)を発生させる位相制御型クロック発生部(310)とを備えることを特徴とするシンボルタイミング再生回路。

【請求項3】 前記位相検出部(305)は、前記相対距離評価部(304)で評価された前方サンプルと後方サンプルの評価値がほぼ等しい場合には、位相極性検出信号を出力しないことを特徴とする、請求項1または請求項2に記載のシンボルタイミング再生回路。

20 【請求項4】 前記位相検出部(305)は、前記相対距離評価部(304)で評価された前方サンプルと後方サンプルの評価値の差または比の大きさによって制御する位相量を変化させることを特徴とする、請求項1または請求項2に記載のシンボルタイミング再生回路。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、受信同期を取得するためにマルチサブキャリア直交変調信号の既知信号を検出した後シンボルタイミングを再生するシンボルタイミング再生回路に関し、特にディジタルMCAシステムのようなM16QAM(直交振幅変調)が使用される移動体通信での復調に用いる受信同期取得に好適であるが、そのみに限定されない。

## 【0002】

【従来の技術】 従来において、マルチサブキャリア直交変調信号のシンボルタイミングの再生に既知信号を検出した後、その前後のサンプルを含めて評価値を評価することが提案されている。例として16QAMを4つのサブキャリアに変調するM16QAMをとりあげて、まず既知信号検出方法を説明する。

【0003】 図6はM16QAM通信規約の一例である。図6(a)はスロット構成を示している。各スロットの先頭には、既知信号である3つの同期シンボルF<sub>1</sub>、F<sub>2</sub>、F<sub>3</sub>が付加される。それら同期シンボル後には、データGが伝送される。先頭の同期シンボルF<sub>1</sub>のシンボル時刻においては、サブキャリア位相は0度、つまり、(1+j0)である。また、前記同期シンボルF<sub>1</sub>、F<sub>2</sub>、F<sub>3</sub>、データGの伝送間隔はT<sub>s</sub>である。図6

50 (b)は同期シンボルの一例を示している。ベクトルの

## 3

先端に付されている括弧内 ( ) の数字はサブキャリア番号である。

【0004】本例においては、前記同期シンボル $F_1$ のサブキャリア順のベクトルを $S_{11}$ 、 $S_{12}$ 、 $S_{13}$ 、 $S_{14}$ とする。同様に、前記同期シンボル $F_2$ 、 $F_3$ のサブキャリア順のベクトルを $S_{21}$ 、 $S_{22}$ 、 $S_{23}$ 、 $S_{24}$ 、 $S_{31}$ 、

$$\Sigma_i m_i(t) \cdot \text{EXP}(j\omega_c \cdot t) \cdot \text{EXP}(j\omega_{si} \cdot t)$$

ここで、

$m_i(t)$  : ベースバンド信号 (i 番目)

$\omega_c$  : 搬送波角周波数

$\omega_{si}$  : サブキャリア角周波数 (i 番目)

$t$  : 時間

$$\Sigma_i f_i(t) \cdot m_i(t) \cdot \text{EXP}(j\omega_c \cdot t) \cdot \text{EXP}(j\omega_{si} \cdot t)$$

で示される。ここで、

$f_i(t)$  : フェージング成分 (i 番目のサブキャリアに対する)

である。

$$\Sigma_i f_i(t) \cdot m_i(t) \cdot \text{EXP}(j\omega_{si} \cdot t) \cdot \text{EXP}(j\phi_c)$$

となる。ここで、前記回転複素ベクトル4は、前記送信信号1に同期していないので、

$$\Delta T_c = t - t'$$

として、

$$\text{EXP}(j\phi_c) = \text{EXP}(j\omega_c \cdot \Delta T_c)$$

$$f_i(t) \cdot m_i(t) \cdot \text{EXP}(j\phi_c) \cdot \text{EXP}(j\omega_{si} \cdot \Delta T)$$

となる。ここで、前記回転複素ベクトル7は、前記送信信号1には同期していないので、

$$\Delta T = t - t''$$

とした。なお、本明細書においては、前記回転複素ベクトル7をサブキャリア分離ローカルと記す。また、このようにして得られる分離信号10を、サブキャリア分離

$$f_i(t) \cdot m_i(t) \cdot \text{EXP}(j\phi_c) \cdot \text{EXP}(j\omega_{si} \cdot t)$$

で示される。この信号はサブキャリアに関する位相偏差を含まない。

【0009】一方、シンボル間隔時間 $T_s$ の間をM倍にオーバーサンプリングするとして、受信したサンプルの番号がNであって、番号Nのサンプルが同期シンボル1の時刻であると仮定すれば番号N+Mのサンプルは同期シンボル2、番号N+2×Mのサンプルは同期シンボル3の時刻である。次に、乗算結果13を除算手段15において既知信号である同期シンボルベクトル14の値 $S_{ik}$ で割るが、番号Nのサンプルに関する除算には同期シンボルベクトル $S_{i1}$ 、番号N+Mのサンプルに関する除算には同期シンボルベクトル $S_{i2}$ 、番号N+2×Mのサンプルに関する除算には同期シンボルベクトル値 $S_{i3}$ を使うと、 $S_{ik}$ は $m_i(t)$ であるから、除算結果16は、

$$f_i \cdot \text{EXP}(j\phi_c) \cdot \text{EXP}(j\Psi_{ik})$$

が得られる。

【0010】ここで、 $f_{ik}$ は、 $f_{i1}(t)$ が $f_i(t)$ であれば、 $f_{i2} = f_i(t + T_s)$ 、 $f_{i3} = f_i(t + 2$

## 4

$S_{32}$ 、 $S_{33}$ 、 $S_{34}$ とし、まとめ $S_{ik}$ と記す。図7は従来のシンボルタイミング再生回路のマルチサブキャリア直交変調信号の既知信号検出方法を説明する図である。

【0005】マルチサブキャリア直交変調信号である送信信号1は、以下のように与えられる。

である。なお、 $\Sigma_i$ はiについての総和、 $\text{EXP}(x)$ は自然対数の底eのx乗、jは虚数単位を意味する。

10 【0006】送信信号1は伝送路2を伝搬する途中でフェージングの影響を受けるため、受信信号3は、

【0007】このような受信信号3に、

$$\text{EXP}(j\omega_c \cdot t')$$

で示される回転複素ベクトル4を乗じると、その乗算結果6は、

とした。この乗算結果6に、

$$20 \text{EXP}(-j\omega_c \cdot t'')$$

で示される回転複素ベクトル7を各サブキャリア毎に乗じ、それぞれベースバンドフィルタ9を通過させて所定帯域を濾過すると、その結果得られる分離信号10は、

信号と記す。

【0008】複素共役11においては、前記サブキャリア分離用ローカル7の複素共役を発生することが行われる。この複素共役11を前記サブキャリア分離信号10に乗じると、この乗算手段12の乗算結果13は、

$\times T_s$ )で与えられるフェージング成分、 $\Psi_{ik}$ は $\Psi_{i1}$ が

$$\omega_{si} \cdot t \text{であれば、} \Psi_{i2} = \omega_{si} \cdot (t + T_s), \Psi_{i3} = \omega_{si} \cdot (t + 2 \times T_s)$$

で与えられるサブキャリア位相である。ここで、同期シンボル $F_1$ のシンボル時刻のサブキャリア位相は通信規約で0に規定されているので、

同期シンボル $F_2$ のシンボル時刻ではサブキャリア位相

$$\Psi_{i2} = \omega_{si} \cdot T_s, \text{同期シンボル} F_3 \text{のシンボル時刻では}$$

サブキャリア位相 $\Psi_{i3} = \omega_{si} \cdot 2 \times T$ と既知である。したがって、サブキャリア位相生成部17でサブキャリア

40 位相ベクトル $\text{EXP}(j\Psi_{ik})$ を生成し、除算結果16をサブキャリア位相生成部17の出力で除算手段18で

割ると、 $f_i \cdot \text{EXP}(j\phi_c)$ が得られる。このように

得られた判定信号20はフェージング成分 $f_{ik}$ と位相回

転成分 $\text{EXP}(j\phi_c)$ のみからなる。

【0011】図8は複素平面上における直線等間隔を説

明する図である。ところで、遅延分散によって各サブキ

ャリア毎に異なった影響を与えるフェージング成分 $f_{ik}$

はキャリアの周波数に対してサブキャリアの周波数間隔

50 が十分小さい場合に、図8に示すように、複素平面上で

おおよそ直線間隔になることがわかっている。また、位相回転成分EXP ( $j \phi_c$ ) は各サブキャリアに等しくかかるので、 $f_{ik}$ の各サブキャリア間の相対位置関係を乱すものではないから、判定信号20が前記仮定のように同期シンボル時刻のサンプルから演算された結果であれば、判定信号20の各サブキャリアのベクトル値は直

$$\begin{aligned}\Delta_{11} &= \eta_{21} - \eta_{11}, \Delta_{21} = \eta_{31} - \eta_{21}, \Delta_{31} = \eta_{41} - \eta_{31}, \\ \Delta_{12} &= \eta_{22} - \eta_{12}, \Delta_{22} = \eta_{32} - \eta_{22}, \Delta_{32} = \eta_{42} - \eta_{32}, \\ \Delta_{13} &= \eta_{23} - \eta_{13}, \Delta_{23} = \eta_{33} - \eta_{23}, \Delta_{33} = \eta_{43} - \eta_{33}\end{aligned}$$

となり、2次差分は、

$$\begin{aligned}\Delta^2_{11} &= \Delta_{21} - \Delta_{11}, \Delta^2_{21} = \Delta_{31} - \Delta_{21}, \\ \Delta^2_{12} &= \Delta_{22} - \Delta_{12}, \Delta^2_{22} = \Delta_{32} - \Delta_{22}, \\ \Delta^2_{13} &= \Delta_{23} - \Delta_{13}, \Delta^2_{23} = \Delta_{33} - \Delta_{23}\end{aligned}$$

であって、ベクトルの絶対値に対する相対値評価とするために、

$$e_{AV}^2 = e_1^2 + e_2^2 + e_3^2$$

ここで、

$$\begin{aligned}e_1^2 &= (|\Delta^2_{11}|^2 + |\Delta^2_{21}|^2) / D_1 \\ e_2^2 &= (|\Delta^2_{12}|^2 + |\Delta^2_{22}|^2) / D_2 \\ e_3^2 &= (|\Delta^2_{13}|^2 + |\Delta^2_{23}|^2) / D_3\end{aligned}$$

さらに、

$$\begin{aligned}D_1 &= |\eta_{11}|^2 + |\eta_{21}|^2 + |\eta_{31}|^2 + |\eta_{41}|^2 \\ D_2 &= |\eta_{12}|^2 + |\eta_{22}|^2 + |\eta_{32}|^2 + |\eta_{42}|^2 \\ D_3 &= |\eta_{13}|^2 + |\eta_{23}|^2 + |\eta_{33}|^2 + |\eta_{43}|^2\end{aligned}$$

とした値  $e_{AV}^2$  で直線等間隔性を評価する。

【0013】いま、各サブキャリア毎のフェージング成分が複素平面上で正確に直線等間隔関係にあるとすると、前記  $\eta_{ik}$  の2次差分が0になることから、前記評価値  $e_{AV}^2$  も0になる。それらが直線等間隔関係からずれると、前記評価値  $e_{AV}^2$  は正值をとるようになる。図9は直線等間隔評価値  $e_{AV}^2$  の変化を説明する図である。ここで、前記サンプルNの近傍のサンプルにおいてNから離れる方向に前記評価値  $e_{AV}^2$  を各サンプルで求めると、受信した同期シンボルベクトル値とサブキャリア位相ベクトル値は所定値からはずれていくので、結果として図9に示すように、前記評価値  $e_{AV}^2$  はNを極少値とする谷を描いて変動する。

【0014】したがって、前記評価値  $e_{AV}^2$  が予め設定するしきい値  $\alpha^2$  以下になった場合に同期シンボルであると判定することができる。以上が既知信号検出方法の説明であるが、前記評価値  $e_{AV}^2$  の極少を与えるサン

$$\begin{aligned}d(p-1) &= |\eta(p-1, 4) - \eta(p-1, 1)|, \\ d(p) &= |\eta(p, 4) - \eta(p, 1)|, \\ d(p+1) &= |\eta(p+1, 4) - \eta(p+1, 1)|\end{aligned}$$

で求められる。判定部305では相対距離評価部304で求めた距離  $d(p-1)$ 、 $d(p)$ 、 $d(p+1)$  のうち最小値を示すサンプル番号を  $p-1$ 、 $p$ 、 $p+1$  から選択し、シンボルタイミングとする。

【0017】このように、判定信号20のサブキャリア間の2次差分で得られる直線等間隔条件で既知シンボル

線等間隔関係になる。

【0012】ここで、直線等間隔関係は各サブキャリアのベクトル値の2次差分を評価値として評価することができる。より詳しく言えば、判定信号20を  $\eta_{ik}$  とすると、1次差分は、

10 ルを以て同期シンボルタイミングであると判定できる。図10は従来のシンボルタイミング再生回路の構成を示す図である。ところで、雑音の影響によりシンボルタイミングに最も使いサンプル以外に前記直線等間隔評価値  $e_{AV}^2$  が小さくなる場合があるので、図10のようなシンボルタイミング再生回路のようにタイミング検出精度の劣化を防ぐことが提案されている。

【0015】図10の例では、図7における回転複素ベクトル4を乗じた乗算結果6をアナログ的な時間連続ベクトル信号とし、A/D変換器306 (Analog To Digital Converter) でクロック発生器308で発生するクロックのタイミングにしたがって前記乗算結果6をサンプリングする。分離・逆変調部301は図7における分離用ローカル7、乗算手段8、ベースバンドフィルタ9、複素共役手段11、乗算手段12、同期シンボルベクトル生成手段14、除算手段15、サブキャリア位相生成部17、除算手段18をまとめたものであり、サンプリングされたベクトル信号307から判定信号20を得る。既知信号検出部302は図7における直線等間隔条件検出手段と同一であり、判定信号20から直線等間隔条件を用いて既知シンボル付近のサンプル番号22を検出する。

【0016】判定信号20を  $\eta(P, i)$ 、 $P$  はサンプル番号、 $i$  はサブキャリア番号とし、既知信号検出部302で検出された既知シンボル付近のサンプルの番号を  $p$  とする。サンプル選択部303では判定信号  $\eta(P, i)$  の中から、 $\eta(p-1, 1)$ 、 $\eta(p-1, 1)$ 、 $\eta(p, 1)$ 、 $\eta(p, 4)$ 、 $\eta(p+1, 1)$ 、 $\eta(p+1, 4)$  が選択される。相対距離評価部304ではサンプル選択部303で選択された信号から同一サン

40 プル番号毎にサブキャリア間のベクトル差が、付近のサンプルを検出し、そのまわりのサンプルの中からサブキャリア間の1次差分条件を用いて最も判定信号20のサブキャリア間の収束度合いの高いサンプルをシンボルタイミングとすることで、タイミング検出精度を上げることができる。

【0018】ところで、以上説明したようなシンボルタ

イミング再生回路において、シンボルタイミングが真値も最も使いサンプルが選択誤差なしに選択されると仮定しても、クロック発生部 308 で発生するクロックは正確に変調信号の伝送タイミングに同期している訳ではないので、例えばシンボルレートの 16 倍のオーバーサンプリングをするとすれば、

最大  $360^\circ / 16 / 2 = 11.25^\circ$

の位相誤差が発生することは免れない。

【0019】図 11 は従来技術であるシンボルタイミング再生回路を用いて M16QAM 変調波をフェージングのない定常状態で受信した場合のビットエラー率（以下 BER と記す。）の変動を実測した結果を示す図である。図 11 に示される BER の変動は、前記位相誤差によって生じることが実験により確認されている。

#### 【0020】

【発明が解決しようとする課題】前記位相誤差による BER の変動を従来技術を用いて少なくするには、オーバーサンプリング数を増加させる必要がある。しかし、このようなオーバーサンプリング数の増加は、回路の規模増加を招き、著しい大型化、高価格化を招くという問題点があった。

【0021】したがって、本発明は前記位相誤差から生じる BER の変動を防ぎ、低 BER 状態に安定させることができ、かつ、回路規模の大幅な増大を招来しないシンボルタイミング再生回路を提供することを目的とする。

#### 【0022】

【課題を解決するための手段】本発明は、前記問題点を解決するために、次の構成を有するシンボルタイミング再生回路を提供する。図 1 は本発明の基本構成を有するシンボルタイミング再生回路を示す図である。従来技術においては A/D 変換器 306 のサンプリングクロックはクロック発生部 308 により固定的に発生させていたが、図 1 に示すように本発明においては外部から位相を制御できる位相制御型クロック発生部 310 を用いる。一方、従来技術と同様に構成される A/D 変換器 306、分離・逆変調部 301、既知信号検出部 302 の後に、検出されたサンプル番号 22 の前方および後方のサンプルが選択されるサンプル選択部 311 が設けられる。サンプル選択部 311 の出力を受けて、サンプル番号 22 の前方および後方のさんぶるについてサブキャリア間の相対距離を評価する相対距離評価部 312 が設けられる。相対距離評価部 312 の出力を受けてサンプル番号 22 の前方および後方のサンプルの相対距離の大小関係からサンプル番号 22 がシンボルタイミングの真値に対して偏っている位相を検出する位相検出部 305 が設けられる。位相検出部 305 の位相検出出力を平滑する平滑フィルタ 309 が設けられ、前記位相制御型クロック発生部 310 の位相は、平滑フィルタ 309 で平滑した位相制御信号 408 で制御される構成とする。

【0023】なお、図 1 においては一例としてサンプル選択部において選択するサブキャリア番号を 1 と 4 とにしているが、これによって本発明におけるサブキャリア選択の範囲を限定するものではない。

#### 【0024】

【作用】図 2 は位相検出部 305 によるサンプルタイミングの位相検出の作用を説明する図である。図では横軸に時間を取り、縦軸にとった判定信号 20 のサブキャリア間のベクトル距離の変化を模式的に示したものである。各サブキャリアにおける判定信号 20 のベクトル値はシンボルタイミングの真値  $t_0$  において最も収束するので、判定信号 20 のサブキャリア間のベクトル距離は前記真値  $t_0$  において極少値を持つ曲線で与えられる。その前後においては前記真値  $t_0$  に対して線対称の変化が保証される訳ではないが、前記真値  $t_0$  の近傍のみに限れば対称に近い変化をすることが計算機シミュレーションにより確認された。

【0025】既知信号検出部 302 で検出されたさんぶる番号 22 を  $p$  とし、判定信号 20 のサブキャリア間のベクトル距離を  $d(p)$  とする。前記検出サンプル番号  $p$  が前記真値  $t_0$  よりも時間が遅れている場合は図 2

(a) に示すように、

$$d(p+1) > d(p-1),$$

前記検出サンプル番号  $p$  が前記真値  $t_0$  よりも時間が進んでいる場合は図 2 (b) に示すように、

$$d(p+1) < d(p-1),$$

となる。

【0026】以上のように、サンプル番号  $p-1$ 、 $p+1$  の 2 つのサンプルのサブキャリア間のベクトル距離の大小関係から前記検出サンプル番号  $p$  が前記真値  $t_0$  に対して進んでいるか遅れているかを判別することができる。この位相検出値が進んでいる場合には位相制御クロック発生部 310 で発生するクロック 411 の位相を遅らせ、逆に位相検出値が遅れている場合には位相制御型クロック発生部 310 で発生するクロック 411 の位相を進ませるように制御することで、前記検出サンプル番号  $p$  を前記真値  $t_0$  と等しくなるようにすることができる。

#### 【0027】

【実施例】以下本発明の実施例について図面を参照して説明する。図 3 は請求項 2 に対応する本発明の実施例を示す図である。本図に示すように、規定帯域に直交変換された受信信号 6 は A/D 変換器 306 でクロック発生器 308 で発生するクロック 411 のタイミングにしたがって前記受信直交信号 6 をサンプリングし、サンプリング信号 307 とする。分離・逆変調部 301 でサンプリングされたベクトル信号 307 から判定信号 20 を得る。分離・逆変調部 301 で得られたサブキャリア分離・逆変調後の判定信号 20 のベクトルを  $\eta(P, i)$  とする。P はサンプル番号、 $i$  はサブキャリア番号であ

る。ここで、既知信号検出部302でサブキャリア間の2次差分による直線等間隔条件の最小値で検出された既知信号のシンボルタイミング付近のサンプル番号をpとする。サンプル選択部311ではここでは一例としてサブキャリア番号i=1、4を用いる。サンプル選択部311では既知信号検出部302で検出されたサンプル番

$$d(p-1) = |\eta(p-1, 4) - \eta(p-1, 1)|,$$

$$d(p+1) = |\eta(p+1, 4) - \eta(p+1, 1)|,$$

で求められる。位相検出部305は差算出手段401と極性検出手段402とかなり、

$$d(p+1) - d(p-1),$$

の極性だけが求められる。

【0028】図3の実施例では平滑フィルタ309（図1参照）としてランダムウォークフィルタ403を用いている。ランダムウォークフィルタ403は内部レジスタを有しこの内部レジスタのカウント値Cは初期状態では0であり、+信号が入力されれば前記内部レジスタのカウント値Cを+1し、-信号が入力されれば前記内部レジスタのカウント値Cを-1とする。そして、ランダムウォークフィルタはさらにしきい値±THを有し、前記内部レジスタのカウント値Cが+THを上回る場合は本例では進み指示信号を出力し、前記内部レジスタのカウント値Cは初期状態である0に戻され、前記内部レジスタのカウント値Cが-THを下回る場合は遅れ指示信号を出力し、前記内部レジスタのカウント値Cは初期状態である0に戻される。このように位相極性信号は平滑化され、制御信号408として出力される。

【0029】図3の実施例では、位相制御型クロック発生部310はクロック発生器404、分周器405、クロック挿入削除回路406、分周器407で構成される。ここでは分周器405、分周器407共1/16分周すると仮定すれば、クロック発生器404ではA/D変換器306に供給されるクロック411の、

$$16 \times 16 = 4096$$

倍の周波数のクロックを発生させる。分周器404でA/D変換器306に供給されるクロックの16倍まで分周されたクロック信号409はクロック挿入削除回路406に入力される。

【0030】図4は図3のクロック挿入削除回路406の動作を説明する図である。クロック挿入削除回路406は制御信号408を受けていない状態では入力クロック409をそのまま出力クロック410として出力する。制御信号408から進み指示を受けた場合には入力クロック409のパルスを1個挿入して出力クロック410として出力する。制御信号408から遅れ指示を受けた場合には入力クロック409からパルスを1個削除して出力クロック410として出力する。

【0031】分周器407はクロック挿入削除回路406の出力クロック410を16分周しA/D変換器306にサンプリングクロック411を供給する。この結

果、制御信号408が進み指示をした場合にはサンプリングクロック411は1/16周期だけ進み、制御信号408が遅れ指示をした場合にはサンプリングクロック411は1/16周期だけ遅れる動作をする。したがって、誤制御を考えなければ最大位相偏差は、 $360^\circ / 16 / 16 / 2 = \text{約} 0.7^\circ$  になり精密なタイミング調整が可能になる。

【0032】以上の動作を再度整理すると、

$$d(p+1) - d(p-1)$$

の極性が正である場合は図2(a)の場合に当たりサンプリングクロック411の位相が遅れているので制御信号が進み指示となり、1/16クロック分進められる。

【0033】 $d(p+1) - d(p-1)$

の極性が負である場合は、図2(b)の場合に当たりサンプリングクロック411の位相が進んでいるので制御信号が遅れ指示となり、1/16クロック分遅らせられる。したがって、サンプリングクロック411は負帰還制御されるので、既知信号シンボル検出タイミング出力pは前記シンボルタイミングの真値 $t_0$ に合うように制御される。

【0034】位相制御型クロック発生部310の別の変形例としてクロック挿入削除回路406を用いず、クロック発生器404の発振周波数を制御することも考えられる。以上が請求項2に対応する発明の実施例についての説明であり、大きな遅延分散の影響を受けた受信信号に対しても安定なシンボルタイミング再生出力が供給できる。しかし、通信路での遅延分散の影響が小さい場合には平滑フィルタ309を省略し回路規模を小さくすることも可能であり、これは請求項1に対応する発明である。

【0035】一方、上記のように位相の極性のみを用いた制御では僅かな位相差を検出してサンプリングクロック411を制御してしまう過制御の状態に陥ることが懸念される。このような場合には、請求項3に記載のように差算出手段401の出力が0に近い場合には極性検出手段402の出力を禁止することで安定化を図ることができる。

【0036】一方、逆に制御量が不足する場合には極性検出手段402に代えて量子化手段により平滑フィルタに与える情報量を増加させて制御感度を高めることが有効であり、本件が請求項4に記載の発明である。なお、差算出手段401はこれに代えて比を算出する等に変化

してもよい。

【0037】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、サンプリング数の増加という装置の大幅な複雑化、高価格化を招くことなく、サンプリング数は変化させずにわずかな回路の追加でシンボルタイミングを正確に制御することが可能になった。その結果、本発明はBERを従来技術における変動の低い側に相当する部分に安定して保てるという優れた効果を奏する。

【0038】図5は本発明によるシンボルタイミング再生回路を用いてM16QAM変調波受信時のBERの変動実測例を示す図である。その条件は従来技術を用いたBER変動を示す図11と同一である。このように、BERは図11におけるBERの低い側に安定して分布しており、安定化と長時間平均におけるBERの低減が図れる。

【0039】特に第2の発明においては平滑フィルタでの安定化により大きな遅延分散を含む受信信号に対しても安定したタイミング再生が実現できる。第2、第3の発明においては、過制御や不足制御の問題を容易に解決

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の基本構成を有するシンボルタイミング再生回路を示す図である。

【図2】位相検出部305によるサンプルタイミングの位相検出の作用を説明する図である。

【図3】請求項2に対応する本発明の実施例を示す図である。

【図4】図3のクロック挿入削除回路406の動作を説

明する図である。

【図5】本発明によるシンボルタイミング再生回路を用いてM16QAM変調波受信時のBERの変動実測例を示す図である。

【図6】M16QAM通信規約の一例である。

【図7】従来のシンボルタイミング再生回路のマルチサブキャリア直交変調信号の既知信号検出方法を説明する図である。

【図8】複素平面上における直線等間隔を説明する図である。

【図9】直線等間隔評価値 $e_{AV}^2$ の変化を説明する図である。

【図10】従来のシンボルタイミング再生回路の構成を示す図である。

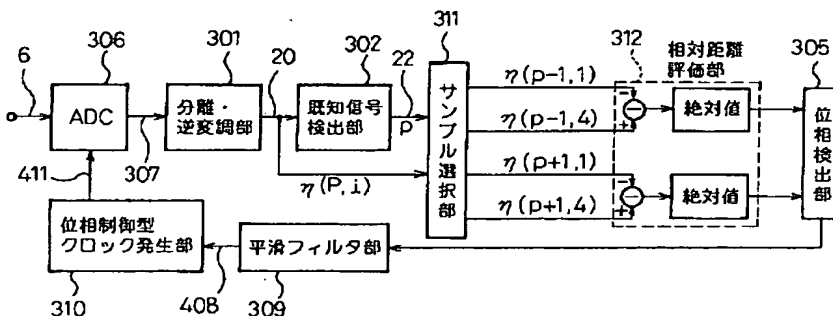
【図11】従来技術であるシンボルタイミング再生回路を用いてM16QAM変調波をフェージングのない定常状態で受信した場合のビットエラー率（以下BERと記す。）の変動を実測した結果を示す図である。

【符号の説明】

- 301…分離・逆変調部
- 302…既知信号検出部
- 304…相対距離評価部
- 305…位相検出部
- 306…A/D変換器
- 309…フィルタ部
- 310…位相制御型クロック発生部
- 311…サンプル選択部
- 312…相対距離評価部
- 411…タイミングクロック

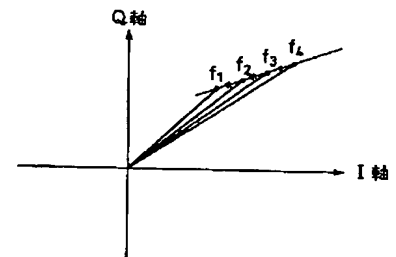
【図1】

本発明の基本構成を有するシンボルタイミング再生回路を示す図

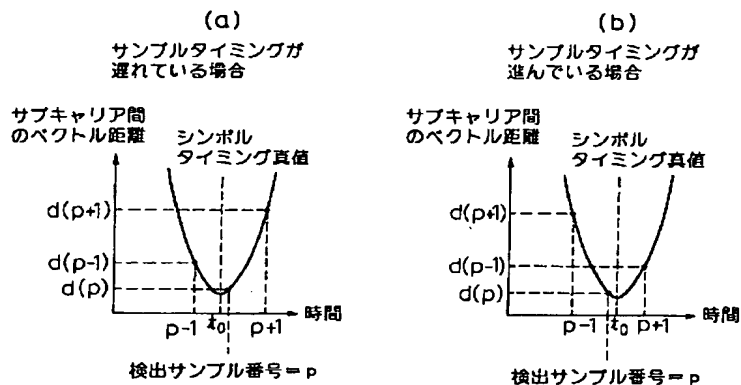


【図8】

複素平面上における直線等間隔を説明する図



位相検出部305 によるサンプルタイミングの位相検出の作用を説明する図



請求項 2 に対応する本発明の実施例を示す図

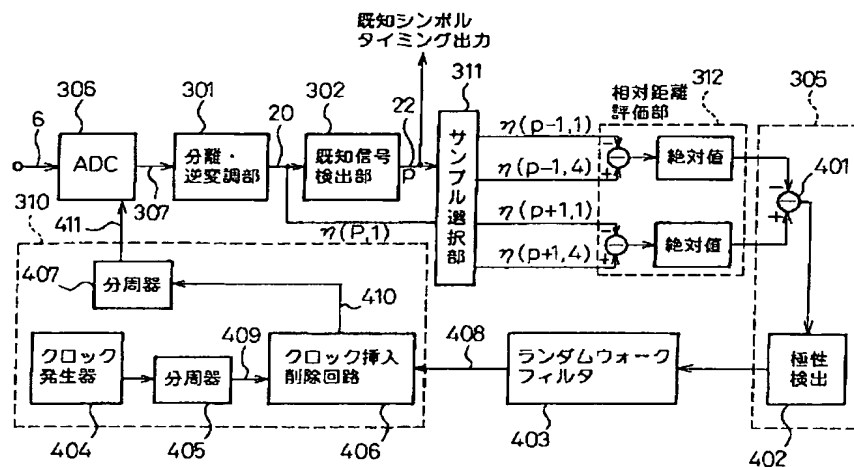
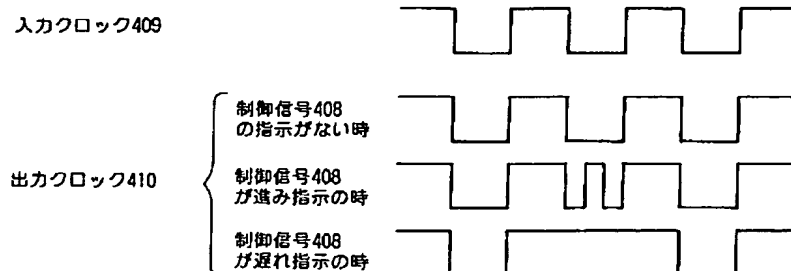


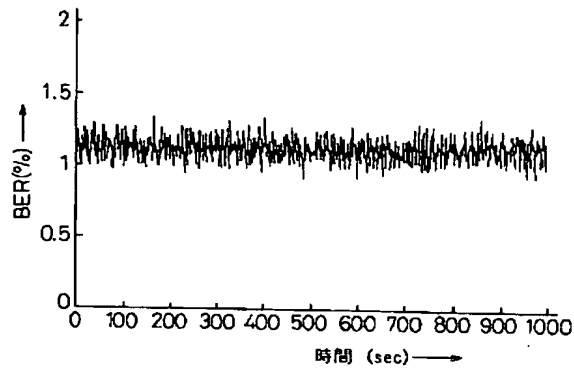
図3のクロック挿入削除回路406の動作を説明する図





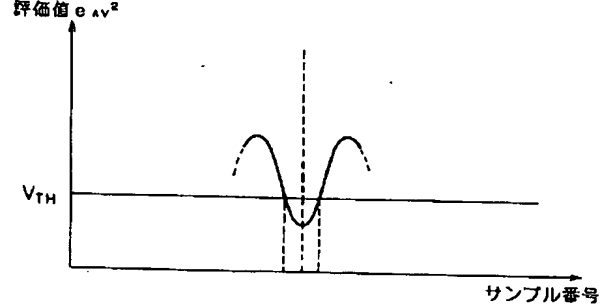
【図 5】

本発明によるシンボルタイミング再生回路を用いてM16QAM変調波をフェージングのない状態で受信時のBERを変動実測例を示す図



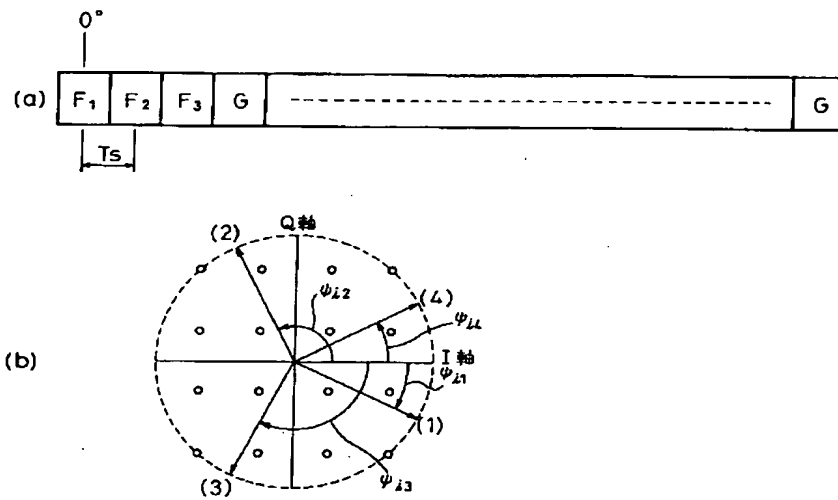
【図 9】

直線等間隔評価値  $e_{AV}^2$  の変化を説明する図



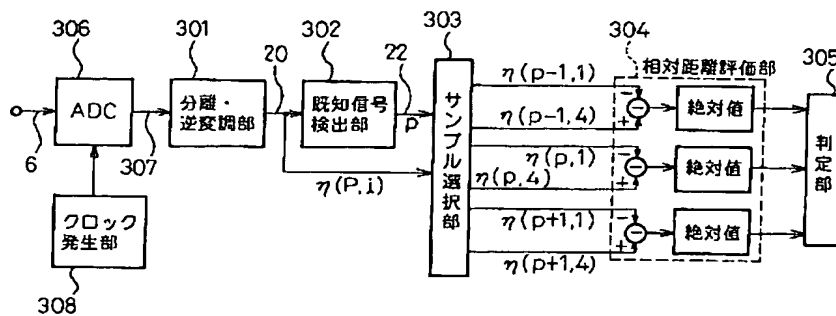
【図 6】

M16QAMの通信規約の一例を説明する図



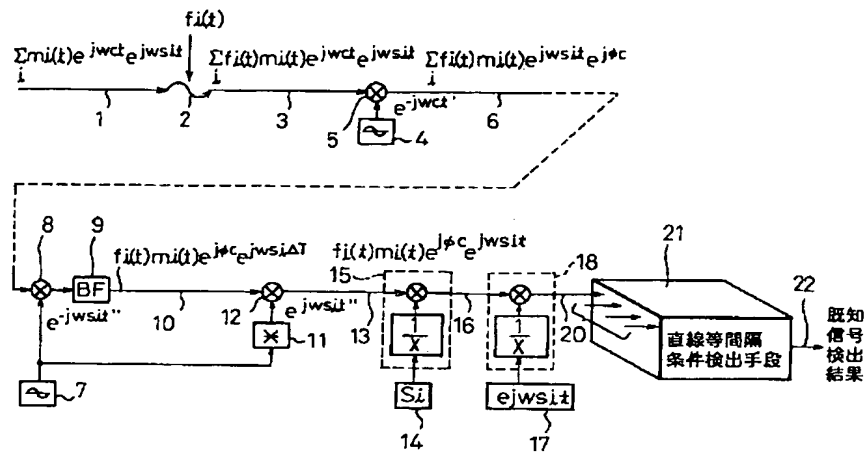
【図 10】

従来のシンボルタイミング再生回路の構成を示す図



【図7】

従来のシンボルタイミング再生回路のマルチサブキャリア  
直交変調信号の既知信号検出方法を説明する図



【図11】

従来技術であるシンボルタイミング再生回路を用いて  
M16QAM変調波をフェージングのない定常状態で  
受信したBERの変動の実測例を示す図

